

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 50 (1972)

Heft: 6

Artikel: La transmission des programmes radiophoniques en MIC = Die Übertragung von Rundspruchprogrammen mit dem PCM-Verfahren

Autor: Mury, R.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-874659>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 15.03.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Zusammenfassung. Dieser Beitrag zeigt die Hauptprobleme, die bei der Übertragung tonfrequenter Signale nach dem PCM-Verfahren entstehen. Es wird das Geräuschverhalten untersucht, das mit der Auflösung des Coders zusammenhängt. Unter Berücksichtigung eines künftigen integrierten Fernmeldenetzes soll die Kompatibilität der zu realisierenden Stromkreise für die Übertragung von Tonprogrammen mit den PCM-Multiplexsystemen 1. und 2. Ordnung für Telephonie gemäss CCITT-Spezifikationen angestrebt werden. Unter Berücksichtigung der Grundparameter der Abtastung und der Auflösung werden einige Möglichkeiten zur Bildung hochqualitativer Musikkanaäle studiert und bestimmte Verzerrungen, die für die Digitalisierung der Musikinformation spezifisch sind, untersucht. Der Beitrag führt die Konsequenzen einer zu hohen Fehlerrate an, so dass durch eine gewisse Redundanz die Nutzinformation geschützt werden muss.

Résumé. L'objet de cet article est de montrer quels sont les problèmes principaux que pose la transmission des signaux audio-fréquences selon le procédé MIC. On s'attache à mettre en évidence les objectifs de bruit liés au degré de résolution du codeur. Il est souhaitable de réaliser, dans l'idée d'un réseau de télécommunication intégré, des circuits de transmission radiophoniques compatibles avec les systèmes téléphoniques MIC d'ordre primaire ou secondaire, tels que le spécifie le CCITT. Compte tenu des paramètres de l'échantillonnage et de la résolution, on étudie quelques possibilités d'utiliser la trame de ces systèmes pour former des canaux musicaux de haute qualité. On examine brièvement certaines formes de distorsions spécifiques à la numérisation de l'information musicale. L'article s'achève par une description sommaire des conséquences que peut avoir un taux d'erreurs trop élevé et la nécessité de créer une certaine redondance pour protéger l'information.

La trasmissione dei programmi radiofonici in modulazione di impulsi in codice

Riassunto. Il presente articolo tratta i problemi principali inerenti alla trasmissione di segnali audiofrequenze secondo il sistema PCM. Si mette in evidenza il fine a proposito del rumore, che dipende dal grado di risoluzione del codificatore. Nell'ambito d'una futura rete di telecomunicazione integrata è auspicabile la realizzazione di circuiti radiofonici compatibili con il sistema telefonico PCM di 1° e 2° ordine, come lo specifica il CCITT. Tenuto conto del campionamento e della risoluzione, si studiano alcune possibilità per costituire dei canali musicali di alta qualità e si esaminano certe forme di distorsione specifiche alla numerazione dell'informazione musicale. L'articolo descrive conseguenze che possono manifestarsi se il tasso d'errori è troppo alto, così che con una certa ridondanza deve essere protetta l'informazione.

1. Introduction

La numérisation de la transmission, largement appliquée ces dernières années sur les réseaux téléphoniques, tend de plus en plus à englober toutes les techniques des télécommunications. Il convient d'y inclure les systèmes de transmission des programmes radiophoniques par fil qui étaient jusqu'à présent le domaine presque exclusif de la basse fréquence. La diffusion d'informations et l'échange de programmes de télévision ou radiophoniques à l'échelle mondiale nécessitent des circuits particulièrement insensibles aux bruits, quels que soient la distance et le nombre de répéteurs utilisés dans la chaîne de transmission. Or, il est bien connu que, dans les systèmes de modulation analogiques, la non-linéarité introduit de la diaphonie entre les voies d'un même faisceau et que les bruits apportés par chaque tronçon d'amplification, s'ajoutant quadratiquement, rendent parfois la communication inaudible. Le codage numérique du signal continu de l'information offre alors un intérêt tout particulier pour les transmissions à grande distance, par satellites par exemple, car ce principe n'introduit théoriquement aucun bruit supplémentaire et s'accommode fort bien d'un degré de multiplexage élevé.

Le principe de la modulation par impulsions et codage est connu déjà depuis 1938 grâce aux travaux de A. H. Reeves qui tentait consciemment de réaliser l'immunité de bruit dans la transmission des signaux analogiques. Venant après la téléphonie, la transmission des programmes radiophoniques de haute qualité selon le procédé MIC est au-

1. Einleitung

Die Digitalisierung der Übertragung, die in den letzten Jahren einen weiten Anwendungsbereich auf den Telefonnetzen gefunden hat, strebt immer mehr die Erfassung sämtlicher Fernmeldedienste an. Die drahtgebundenen Übertragungssysteme für Tonprogramme, die bisher fast ausschliesslich niederfrequenter Art waren, machen keine Ausnahme. Die Ausstrahlung und der weltweite Austausch von Fernseh- und Radioprogrammen benötigen besonders geräuschunempfindliche Kanäle, unabhängig von der Länge und der Zahl der Zwischenverstärker der Übertragungskette. Die Nonlinearität der analogen Modulationssysteme erzeugt unter den Stromkreisen des gleichen Bündels Nebensprechen. Die Geräusche aller Verstärkerabschnitte addieren sich leistungsmässig, so dass die Übertragung bisweilen sogar unverständlich wird. Die digitale Codierung des die Information tragenden Signals bietet besondere Vorteile bei der Übertragung über grosse Entfernungen, wie mit Satelliten. Theoretisch werden keine zusätzlichen Geräusche beigefügt. Viele Kanäle können in einem Multiplex zusammengefasst werden.

Das Prinzip der Puls-Code-Modulation (PCM) ist dank den Arbeiten von A. H. Reeves, der die Geräuschunabhängigkeit bei der Übertragung analoger Signale anstrebte, seit 1938 bekannt. Die Übertragung von Tonprogrammen nach dem PCM-Verfahren ist, nach der Verwirklichung der Telephonieübertragung, dank der technologischen Entwicklung der elektronischen Bauteile, im besonderen der integrierten

aujourd'hui possible grâce à l'évolution technologique des composants électroniques et en particulier des circuits intégrés. A la lumière des expériences faites sur les premières installations téléphoniques MIC mises en exploitation à l'étranger comme en Suisse, il est possible de prévoir quels devraient être les avantages principaux des multiplex radiophoniques. Citons par exemple :

- une qualité de transmission presque indépendante du nombre de répéteurs et de la configuration du réseau,
- une stabilité rigoureuse du niveau de transmission,
- un accroissement sensible de la capacité de transmission des câbles,
- une grande souplesse d'adaptation aux structures spécifiques d'un réseau de télécommunication intégré,
- une homogénéité de modulation rendant superflue toute opération de décodage lors du transfert des voies sur un autre support de transmission, tel qu'un faisceau hertzien par exemple,
- une économie prévisible dans la fabrication des équipements grâce à l'emploi généralisé des circuits intégrés,
- la suppression radicale du problème de l'influence des systèmes MIC sur les systèmes à courants porteurs utilisant un même câble.

Ce dernier facteur revêt, dans la planification actuelle des réseaux de télécommunication, une importance particulière et mérite quelques brèves explications. En effet, si la modulation par impulsions et codage se caractérise par son insensibilité ou presque aux influences des signaux parasites, elle représente, du fait de son spectre à large bande et de grande énergie, un perturbateur fort gênant pour des systèmes analogiques. Parmi les plus touchés se trouvent les porteurs C et plus spécialement les circuits d'alimentation de la télédiffusion à haute fréquence (TD-HF). Il n'est pas exceptionnel de constater que l'influence perturbatrice des systèmes MIC entraîne, suivant la caractéristique de diaphonie du câble, une réduction du rapport signal sur bruit d'environ 20 dB sur l'une ou l'autre des voies de la TD-HF. L'application de la transmission de données sur des circuits MIC peut également créer à l'avenir une situation encore plus délicate. Il existe en effet une certaine probabilité pour que le spectre de raies, produit par un train d'impulsions répétées indéfiniment, tombe juste à côté d'une des fréquences porteuses de la télédiffusion et crée alors, par interférence, un sifflement inadmissible.

Il faut souligner ici le caractère particulier du réseau suisse de télécommunication qui, dans la majorité des cas, présente des câbles occupés aussi bien par des circuits téléphoniques que par une ou plusieurs lignes radiophoniques de tous genres, basse fréquence, fantômes de porteurs, haute fréquence, etc. Cette diversité des systèmes pose aujourd'hui des problèmes de compatibilité souvent délicats qui, dans une certaine mesure, freinent le développe-

Schaltungen, heute möglich. Im Lichte der Erfahrungen mit den ersten PCM-Übertragungssystemen für Telephonie kann vorausgesehen werden, welche Hauptvorteile die Zeitmultiplex-technik bei der Tonprogrammübertragung bringen sollte:

- eine von der Anzahl Zwischenverstärker und von der Netzgestaltung fast unabhängige Übertragungsqualität,
- eine sehr hohe Stabilität des Pegels der Übertragung,
- eine wesentliche Vergrößerung der Übertragungskapazität der Kabel,
- eine grosse Anpassungsfähigkeit an die spezifischen Strukturen eines integrierten Fernmeldenetzes,
- eine einheitliche Modulationsart, die jegliche Decodierung beim Übergang zu einem anderen Fernmeldemittel, zum Beispiel bei Benützung einer Richtstrahlstrecke, erübrigt,
- wirtschaftliche Einsparungen bei der Herstellung der Ausrüstungen, dank vermehrter Verwendung integrierter Schaltungen,
- die vollständige Lösung des Problems der Beeinflussung der Trägersysteme durch die PCM-Systeme im gleichen Kabel.

Auf die Beeinflussung der Trägersysteme durch PCM-Systeme, der beim heutigen Stand der Planung der Fernmeldenetze eine besondere Bedeutung zukommt, muss hier kurz eingegangen werden. Die Puls-Code-Modulation, die sich durch eine fast vollständige Unempfindlichkeit gegenüber Störsignalen auszeichnet, wirkt sich infolge ihres breitbandigen und energiereichen Spektrums auf analoge Systeme sehr störend aus. Am meisten betroffen werden die C-Träger-Systeme und ganz besonders die Speiseleitungen des Hochfrequenz-Telephonrundspruchs (HFTR). Nicht selten bewirkt der störende Einfluss der PCM-Systeme eine Verminderung des Störabstandes der einen oder anderen HFTR-Leitung, die je nach der Nebensprechcharakteristik des Kabels bis etwa 20 dB betragen kann. In Zukunft kann die Verwendung der PCM-Systeme für die Übertragung von Daten die Lage noch mehr zuspitzen. Mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit wird nämlich das durch periodische Bit-Folgen hervorgerufene Linienspektrum eine Komponente genau neben einer der Trägerfrequenzen des Telephonrundspruchs aufweisen, die dann einen unzulässigen Pfeifton bewirken wird.

Hier muss auf eine Besonderheit des schweizerischen Fernmeldenetzes hingewiesen werden. Die meisten Kabel werden nicht nur mit Telephonleitungen belegt, sondern auch mit einer oder mehreren Rundspruchleitungen aller Art, nämlich Niederfrequenz-, Trägerphantom-, Hochfrequenzkreise usw. Diese Mannigfaltigkeit der Systeme stellt heute oft heikle Kompatibilitätsprobleme, die bis zu einem gewissen Grad die technische Entwicklung bremsen und zu Kompromisslösungen zwingen. Aus diesen Gründen suchen die PTT-Betriebe nach andern, den modernen Fern-

ment et aboutissent à des solutions de compromis rarement économiques. Pour toutes ces raisons, l'Entreprise des PTT est à la recherche d'autres solutions mieux adaptées au visage nouveau des réseaux de télécommunication. Elle accorde à cet effet un grand intérêt à l'étude fondamentale d'un multiplex de transmission des programmes radio-phoniques appliquant le principe de la MIC.

2. Principe de la MIC [1]

Dans un système de transmission analogique, le signal fait toujours l'objet des dégradations inévitables et imprévisibles de bruit et de distorsion. Il semble alors raisonnable de se demander si un signal continu ne pourrait pas être avantageusement représenté par un signal discret mais dont l'approximation serait connue, c'est-à-dire facilement contrôlable. C'est dans l'affirmative d'une telle hypothèse que se base le principe même de la MIC. Un signal continu de largeur de bande bien définie peut, en conséquence, être représenté par une succession d'échantillons suffisamment brefs de manière que la hauteur de chacune des impulsions soit définie avec précision. Cette façon de traiter une information s'appelle l'échantillonnage. La figure 1a illustre ce principe. En comparant chacun des échantillons à une échelle ayant un nombre fini d'intervalles, on procède alors à une opération dénommée quantification. Elle consiste, en d'autres termes, à attribuer à chaque échantillon une valeur discrète d'amplitude. De cette façon, le signal continu se trouve défini en temps et amplitude par les processus

meldenetzen besser angepassten Lösungen. Das grundsätzliche Studium eines Multiplexsystems nach dem PCM-Verfahren zur Übertragung der Rundfunkprogramme wird deshalb aufmerksam verfolgt.

2. Prinzip der PCM [1]

In einem analogen System erleidet das Signal unvermeidliche und unvorhersehbare Einbußen infolge von Geräuschen und Verzerrungen. Man kann sich nun mit Recht die Frage stellen, ob ein kontinuierliches Signal nicht mit Vorteil durch ein diskretes Signal dargestellt werden könne, dessen Näherung bekannt und dadurch leicht kontrollierbar sein würde. Die Bejahung dieser Frage führt zum eigentlichen Prinzip des PCM. Ein kontinuierliches Signal begrenzter Bandbreite kann durch eine Folge genügend kurzer Abtastwerte dargestellt werden, so dass die Höhe jedes Abtastwertes genau bestimmt ist. Diese Art der Behandlung der Information heisst die *Abtastung*. Die *Figur 1a* zeigt dieses Prinzip. Durch den Vergleich jedes Abtastwertes mit einer aus einer endlichen Zahl Bereichen bestehenden Skala wird die *Quantisierung* durchgeführt. Sie besteht darin, jedem Abtastwert einen diskreten Amplitudenwert zuzuteilen. Durch die beiden Verfahren der Abtastung und der Quantisierung werden die Zeit und die Amplitude des kontinuierlichen Signals definiert. Die *Figur 1b* zeigt eine Impulsfolge vor und nach der Quantisierung.

Das diskrete Signal muss zuletzt *codiert* werden, damit jeder quantisierte Abtastwert durch eine Folge binärer Impulse normierter Höhe und Breite dargestellt werden kann.

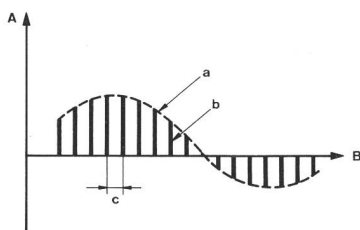


Fig. 1 a
Echantillonnage d'un signal continu
Abtastung eines kontinuierlichen Signals

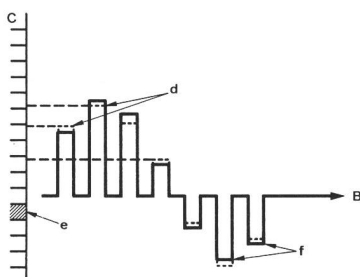


Fig. 1 b
Quantification d'un signal échantillonné
Quantisierung des abgetasteten Signals

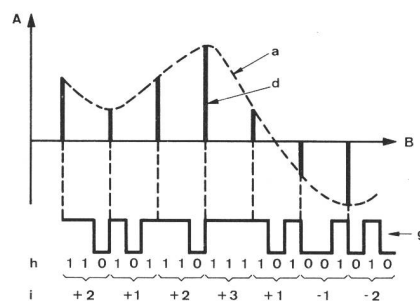


Fig. 1 c
Représentation du code
Darstellung des Code

- A Niveau – Pegel
- B Temps – Zeit
- C Echelle des intervalles de quantification – Quantisierungsskala
- a Signal continu original – Ursprüngliches kontinuierliches Signal
- b Signal échantillonné – Abgetastetes Signal
- c Période d'échantillonnage – Abtastperiode
- d Signal échantillonné avant la quantification – Abgetastetes Signal vor der Quantisierung
- e Quantum – Elementare Quantisierungsstufe
- f Echantillon après quantification – Abtastwert nach der Quantisierung
- g Code
- h Binaire – Binär
- i Décimal – Dezimal

de l'échantillonnage et de la quantification. La *figure 1b* montre une série d'impulsions avant et après la quantification.

Le signal discret doit encore subir pour terminer une opération dite de *codage*, de manière que chaque échantillon quantifié soit représenté par un train d'impulsions binaires de hauteur et durée normalisées. Cette traduction de l'information sous forme numérique, comme l'illustre la *figure 1c*, s'effectue en réalité en convertissant le code binaire en un code pseudo-ternaire qui se prête lui-même particulièrement bien à la transmission sur une voie métallique ou hertzienne.

3. Paramètres principaux de la MIC

Décrivons succinctement les paramètres fondamentaux de la modulation par impulsions et codage applicables à des signaux audio-fréquences. Il s'agit en effet de distinguer:

- la fréquence d'échantillonnage,
- le nombre de moments ou digits par échantillon,
- les différentes lois de codage.

3.1 Le théorème de l'échantillonnage

L'énoncé du théorème de l'échantillonnage attribué à *Shannon* est le suivant: «Un signal continu qui ne contient pas de fréquences supérieures à F_{\max} peut être exactement reproduit à partir de la valeur de ses échantillons si ceux-ci se succèdent à une fréquence F_e égale à $2F_{\max}$ », soit la relation:

$$F_e \geq 2F_{\max}$$

dans laquelle F_e est la fréquence d'échantillonnage.

Le procédé d'*interpolation* qui consiste à reformer la fonction entre les intervalles d'échantillonnage nécessite un filtre de réception dont la pente finie exige alors une fréquence d'échantillonnage un peu plus élevée que ne l'indique le théorème. Pour des filtres audio-fréquences, le rapport F_e/F_{\max} se monte en général à 2,2...2,3. Plus un filtre est complexe, plus la distorsion du temps de propagation de groupe sera élevée; or la restitution d'un signal musical doit être obtenue avec un minimum de retard, de manière à préserver ce que l'on nomme en acoustique, les *transitoires* qui, soulignons-le, produisent en grande partie l'effet directionnel d'un signal stéréophonique.

Le choix d'une cadence d'échantillonnage correcte est un des facteurs importants de la performance des systèmes. Bien que chaque cas doive être considéré individuellement, le critère déterminant est souvent le spectre de fréquences à transmettre sans distorsion. D'autres facteurs peuvent également être pris en considération. Ainsi, le fait de vouloir préserver la compatibilité d'un multiplex avec les circuits téléphoniques d'un réseau intégré, peut jouer un rôle décisif dans ce choix.

Cette Übersetzung der Information in eine numerische Form wird, wie aus *Figur 1c* ersichtlich, durchgeführt, indem die Information zunächst in einen binären Code und dann in einen pseudoternären Code umgewandelt wird, der sich besonders gut zur Übertragung über eine metallische Leitung oder über eine Richtstrahlstrecke eignet.

3. Hauptparameter des PCM-Verfahrens

Wenn wir nun kurz die für Tonfrequenzsignale anwendbaren Grundparameter der Puls-Code-Modulation beschreiben wollen, haben wir zu unterscheiden:

- die Abtastfrequenz
- die Anzahl Bit je Abtastwert
- die verschiedenen Codierungsgesetze

3.1 Das Abtasttheorem

Shannon formulierte das Abtasttheorem wie folgt: «Ein kontinuierliches Signal, das keine höhere Frequenz als F_{\max} enthält, kann aus seinen Abtastwerten genau wiedergegeben werden, wenn die Frequenz der Abtastung F_e mindestens dem zweifachen Wert von F_{\max} entspricht.» So kann geschrieben werden:

$$F_e \geq 2 F_{\max}$$

wobei F_e der Abtastfrequenz entspricht.

Mit dem *Interpolationsprinzip* wird die Funktion zwischen den Abtastwerten wieder gebildet, was ein Empfangsfilter benötigt. Die endliche Dämpfungskurve des Filters verlangt eine leicht höhere Abtastfrequenz als im Abtasttheorem angegeben. Für Tonfrequenzfilter beträgt das Verhältnis F_e/F_{\max} im allgemeinen 2,2...2,3. Je aufwendiger ein Filter ist, desto grösser werden die Laufzeitverzerrungen. Die Wiedergabe eines Musiksignals muss jedoch mit einer möglichst geringen Laufzeitverzerrung erfolgen, damit die sogenannten *Einschwingvorgänge* unverfälscht wiedergegeben werden, die zum Beispiel einen grossen Teil des Richteffektes eines stereophonischen Signals ausmachen.

Die Wahl der richtigen Abtastfrequenz beeinflusst die Leistungsfähigkeit der Systeme sehr stark. Obwohl jeder Fall für sich betrachtet werden muss, kann das ohne Verzerrungen zu übertragende Frequenzspektrum oft bestimmend sein. Andere Faktoren können ebenfalls in Betracht gezogen werden. Die anzustrebende Kompatibilität eines Multiplexsystems mit den Telephonkanälen eines integrierten Netzes kann bei dieser Wahl den Ausschlag geben.

3.2 Anzahl Bit je Abtastwert

In einem numerischen Übertragungssystem können die Zahlen zwei Zustände einnehmen, nämlich 0 oder 1. Sie werden wie im angelsächsischen Sprachgebiet Bit genannt. Die Anzahl Bit n je Abtastwert bestimmt die Gesamtzahl

3.2 Nombre de moments par échantillon

Dans un système de transmission d'informations numériques, les chiffres peuvent prendre deux valeurs possibles, à savoir 0 ou 1. On les appelle de ce fait des «*digits*» ou «*moments*» d'un mot code. Les Anglo-saxons utilisent volontiers quant à eux le terme simplifié «*bit*».

Le nombre de moments n par échantillon caractérise le nombre total d'intervalles élémentaires s de l'échelle de quantification. Ainsi, le nombre de valeurs discrètes que peut prendre l'information considérée est égal à :

$$s = 2^n \quad (1)$$

Dans les systèmes de téléphonie MIC, le nombre de moments par échantillon d'information est en général fixé à 8. Pour la reproduction des signaux audio-fréquences ce nombre est insuffisant; en effet, le signal continu est d'autant plus mutilé que le nombre n est plus faible. D'une manière générale, l'erreur de niveau d'une impulsion modulée en amplitude est multipliée par 2 lorsque n diminue d'une unité; elle est au maximum égale à la hauteur d'un échelon élémentaire de quantification. En conséquence, n doit être suffisamment grand pour que la distorsion reste faible. Cette distorsion se caractérise auditivement par un bruit dit de quantification apparaissant uniquement pendant la durée effective des signaux. Le nombre de niveaux de quantification nécessaires dépend essentiellement de deux facteurs; d'une part, du bruit de fond admissible et, d'autre part, du niveau maximal de puissance d'un signal sinusoïdal appliqué à l'entrée du système. Le bruit de fond est le fait de tensions parasites de valeurs suffisantes pour faire fonctionner le codeur entre deux échelons de quantification. Connaissant le bruit admissible dans un canal de transmission, il est alors possible de calculer le nombre s d'échelons élémentaires en appliquant la relation :

$$10 \log \frac{(\text{puissance maximale transmise})}{(\text{puissance maximale de bruit})} =$$

$$10 \log \frac{S_{\text{eff}}}{Q_{\text{eff}}} = 10 \log \frac{\left(\frac{s}{2} \cdot \frac{a}{\sqrt{2}}\right)^2}{\frac{1}{2} \left(\frac{a}{\sqrt{2}}\right)^2} = 10 \log \frac{s^2}{2} \quad (2)$$

dans laquelle a représente la hauteur d'un échelon de quantification.

Substituons s par 2^n ,

$$10 \log \frac{s^2}{2} \cong 20 \log 2^n - 3$$

d'où,

$$10 \log \frac{S_{\text{eff}}}{Q_{\text{eff}}} \cong 6n - 3 \text{ (dB)} \quad (3)$$

De cette formule on en déduit que pour chaque digit n supplémentaire le rapport signal sur bruit augmente de 6 dB.

der Elementarbereiche s der Quantisierungsskala. Die Zahl diskreter Werte, die die betrachtete Information einnehmen kann, beträgt somit:

$$s = 2^n \quad (1)$$

In den PCM-Systemen für Telephonie beträgt die Anzahl Bit je Abtastwert im allgemeinen 8. Diese Zahl genügt nicht zur Wiedergabe tonfrequenter Signale. Je kleiner die Zahl n ist, desto grösser ist die Qualitätseinbusse des kontinuierlichen Signals. Allgemein wird der Pegelfehler eines amplitudenmodulierten Impulses mit dem Faktor 2 multipliziert, wenn n um eine Einheit verkleinert wird. Somit bedingt eine kleine Verzerrung einen genügend grossen Wert der Zahl n .

Diese Verzerrung, Quantisierungsgeräusch genannt, erscheint ausschliesslich während der effektiven Dauer der Signale. Die Zahl der notwendigen Quantisierungsstufen hängt im wesentlichen von zwei Faktoren ab; dem zulässigen Grundgeräusch und dem maximalen Pegel eines am Eingang des Systems angelegten sinusförmigen Signals. Das Grundgeräusch wird bedingt durch Störspannungen genügender Grösse, die genügen, um den Coder zwischen zwei Stufen von Kippen zu bringen. Unter Annahme des zulässigen Geräusches eines Übertragungskanals kann nun die Zahl s der Elementarstufen aus der folgenden Gleichung berechnet werden :

$$10 \log \frac{(\text{höchste zu übertragende Leistung})}{(\text{maximale Geräuschleistung})} =$$

$$= 10 \log \frac{S_{\text{eff}}}{Q_{\text{eff}}} = 10 \log \frac{\left(\frac{s}{2} \cdot \frac{a}{\sqrt{2}}\right)^2}{\frac{1}{2} \left(\frac{a}{\sqrt{2}}\right)^2} = 10 \log \frac{s^2}{2} \quad (2)$$

wobei a die Grösse einer Quantisierungsstufe bedeutet.

Ersetzen wir nun s durch 2^n ,

$$10 \log \frac{s^2}{2} \cong 20 \log 2^n - 3$$

so erhalten wir:

$$10 \log \frac{S_{\text{eff}}}{Q_{\text{eff}}} \cong 6n - 3 \text{ (dB)} \quad (3)$$

Aus dieser Gleichung (3) kann geschlossen werden, dass der Geräuschabstand mit jedem zusätzlichen Bit n um 6 dB zunimmt.

3.3 Codierungsgesetze

Man kann zwei verschiedene Familien der Codierungsgesetze betrachten, nämlich eine lineare und eine logarithmische. Bei einem linearen Codierungsgesetz weisen alle elementaren Quantisierungsstufen die gleiche Höhe a auf, so dass der entstehende relative Fehler des Abtastwertes

3.3 Lois de codage

On peut envisager deux genres de lois de codage différentes, l'une linéaire, l'autre logarithmique. Dans une loi de codage linéaire, tous les échelons élémentaires de quantification ont la même hauteur a , c'est-à-dire que l'erreur relative commise sur un échantillon du signal continu est plus grande pour des signaux de faibles amplitudes que pour les signaux forts. Il apparaît donc à première vue logique d'espacer les niveaux de quantification selon une loi logarithmique de telle manière que l'erreur relative reste constante dans la plus grande partie de la dynamique du système. Cela peut être réalisé de deux manières:

- soit au moyen d'un codeur non linéaire de structure purement digitale dont la caractéristique de compression peut être assimilée à un ensemble de segments rectilignes de pentes différentes,
- soit à l'aide d'un compresseur instantané de type analogique qui précède un codeur linéaire.

Certaines expériences [2] ont montré qu'il est très difficile de réaliser des dispositifs compresseurs-extenseurs analogiques permettant une compression, transmission et expansion dans la bande des audio-fréquences sans causer, pour des auditeurs critiques, une détérioration sensible de la qualité musicale.

Une différence de temps dans la restauration du front d'un signal stéréophonique entre les canaux de droite et gauche produirait une anomalie fort gênante à l'écoute.

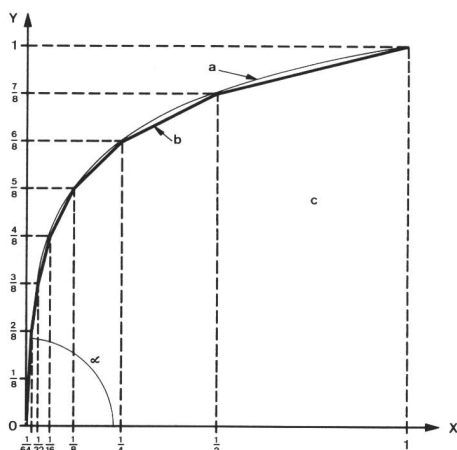


Fig. 2
Caractéristique de compression-expansion à 13 segments
Caractéristique des Pressers/Dehners mit 13 Segmenten

X Niveau d'entrée normalisé - Normierter Eingangspegel
Y Niveau de sortie normalisé - Normierter Ausgangspegel

a Caractéristique $A = 87,6$ - Codierungsgesetz $A = 87,6$
b Caractéristique à 13 segments - Charakteristik mit 13 Segmenten

Facteur de compression $k = tg \alpha = 16$ - Pressungsfaktor $k = tg \alpha = 16$

grösser est für kleine Signalamplituden als für grosse. Man ist also geneigt, den Abstand der Quantisierungsschritte nach einem logarithmischen Gesetz zu vergrössern, damit der relative Fehler im grössten Teil der Dynamik des Systems konstant bleibt. Diese Kennlinie kann auf zwei Arten erreicht werden:

- entweder mit einem rein digitalen, nicht linearen Coder, dessen Compandierungskennlinie durch eine Anzahl linearer Segmente verschiedener Neigung gebildet wird,
- oder mit Hilfe eines analogen Momentanwertpressers (Compander), der einem linearen Coder vorgeschaltet wird.

Einige Versuche [2] haben gezeigt, dass die Verwirklichung analoger Compander auf erhebliche Schwierigkeiten stösst, wenn diese die Pressung, Übertragung und Dehnung im Tonfrequenzband gewährleisten sollen, ohne dass das geübte Ohr eine Beeinträchtigung der musikalischen Qualität feststellen kann.

Ein zeitlicher Unterschied zwischen dem linken und dem rechten Kanal bei der Wiederherstellung der Flanke eines stereophonischen Signals würde dem Hörer unangenehm auffallen. Der nichtlineare, digitale Coder weist in dieser Hinsicht wohl einen wesentlichen Vorteil auf, beeinträchtigt jedoch das Signal durch eine spezifische Verzerrung, indem ein «Maskierungseffekt» bei ganz bestimmten Pegeln und Frequenzen auftritt. Die Anhebung des Pegels der hohen Frequenzen (Preemphasis) kann diesem Nachteil allerdings begegnen. Auf jeden Fall gewährleistet die Compandierung einerseits eine gleichbleibende, genügende Qualität innerhalb enger oder weitgesteckter Dynamikgrenzen, andererseits verringert sie die Anzahl notwendiger Elementarstufen bei der Quantisierung wesentlich. Letzten Endes wird die Bandbreite des codierten Signals nennenswert verringert.

Figur 2 zeigt die Hälfte der logarithmischen Compandierungscharakteristik des sogenannten A-Gesetzes mit $A = 87,6$, das durch 13 geradlinige Segmente angenähert wird. Als Abszisse ist der X-Wert der zu pressenden Eingangssignale aufgetragen, als Ordinate der durch den Coder gelieferte Wert Y. Innerhalb jedes Segmentes bleibt die Höhe der Elementarstufen der Quantisierung konstant. Vom Ursprung aus wächst sie hingegen bei jedem Übergang zu einem andern Segment um den Faktor 2.

Der effektiv erreichte Gewinn infolge Anwendung eines logarithmischen Quantisierungsgesetzes wird ausgedrückt durch:

$$g_k = 20 \log K \quad (4)$$

wobei

$$K = \left| \frac{dy}{dx} \right|_{x=0}$$

den Faktor der Pressung und damit die Neigung des zentralen Segmentes der Compandierungskennlinie bedeutet.

A cet égard, le codeur non linéaire de type digital présente des avantages certains mais introduit malheureusement, dans certaines conditions bien précises de niveaux et fréquences, une forme de distorsion spécifique par effet de «masque». Il existe toutefois un remède à cet inconvénient, consistant en général à appliquer un processus de préaccoutumation des fréquences élevées. Quoi qu'il en soit, la compression-expansion permet, d'une part, de garantir une qualité uniformément satisfaisante dans les limites d'une dynamique plus ou moins étendue et, d'autre part, de diminuer sensiblement le nombre d'échelons élémentaires de quantification. Cela représente en définitive une réduction appréciable de la bande de fréquences.

La figure 2 illustre une moitié de la caractéristique de compression logarithmique dite $A = 87,6$, approchée par 13 segments de droite; en abscisse la valeur x des signaux d'entrée à comprimer et en ordonnée la valeur y de la mesure fournie par le codeur. Dans l'intervalle de chaque segment, la hauteur des échelons élémentaires de quantification reste constante; par contre, elle croît à partir de l'origine selon un facteur 2, à chaque passage d'un segment à l'autre.

On exprime le gain effectif réalisé grâce à l'application d'une loi de quantification logarithmique par l'expression:

$$g_k = 20 \log K \quad (4)$$

dans laquelle

$$K = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=0}$$

représente le facteur de compression ou la pente du segment central de la caractéristique de compression.

4. Conception hiérarchique des multiplex radiophoniques

Il est souhaitable dans l'idée d'un réseau de télécommunication homogène de choisir pour les multiplex radiophoniques une structure de trame qui soit en premier lieu compatible avec celle du système de référence MIC primaire 30/32 spécifié par le CCITT. On se base en effet sur l'hypothèse que la conception du réseau téléphonique de transmission et connexion MIC devrait conditionner en grande partie la structure logique des systèmes radiophoniques utilisant le

4. Hierarchischer Aufbau der Multiplexsysteme für Tonprogramme

Im Blick auf ein homogenes Fernmeldenetz strebt man bei der Wahl der Rahmenstruktur der Multiplexsysteme für Tonprogramme in erster Linie die Kompatibilität mit der Struktur der durch den CCITT genormten PCM-Primärmultiplexsysteme an. Man geht nämlich von der Annahme aus, dass der Aufbau des PCM-Übertragungs- und Vermittlungsnetzes die logische Struktur der nach dem gleichen Modulationsprinzip arbeitenden Tonprogrammssysteme weitgehend bestimmen sollte. Die Verteilung der Zeitschlitze eines Multiplexsystems für Tonprogramme sollte also so gewählt werden, dass sich diese im Rahmen der Familie der PCM-Systeme erster, zweiter und höherer Ordnung einfügen können. [3] schlägt insbesondere eine Hierarchie von fünf Systemen vor, die auf dem 30/32-Kanal-Multiplex-System basiert und vom Multiplexfaktor 4 ausgeht. In diesem Beitrag wird jedoch lediglich die Rahmenstruktur der beiden ersten Systeme der Tabelle I betrachtet. Die Codierung erfolgt gemäss dem logarithmischen Compondierungsgesetz $A = 87,6$, das durch 13 geradlinige Segmente angenähert wird.

5. Abtastfrequenz bei Rundspruchprogrammübertragung

Die Wahl des 30/32-Kanal-Multiplexsystems 1. Ordnung als Grundlage eines homogenen Netzes bedingt ein Vielfaches von 8 kHz als Wert der Abtastfrequenz des Musikkanals. Wird zu dieser Bedingung noch das Abtasttheorem von Shannon berücksichtigt, so bleiben praktisch nur zwei mögliche Abtastfrequenzen: 32 kHz und 40 kHz. Der letzte Wert führt jedoch zu einer unnötigen Verschwendung des Frequenzspektrums. So wird eine Abtastfrequenz von 32 kHz als bester Kompromiss zwischen Qualität und Wirtschaftlichkeit betrachtet. Dieser Wert erlaubt die Übertragung einer Frequenzbandbreite von mindestens 14 kHz, unter Verwendung eines wirtschaftlichen, das heisst nicht allzu komplexen, Empfangsfilters. Bei der Wahl dieser Abtastfrequenz stellt sich als Hauptproblem der Bau eines Empfangsfilters mit einer Übertragungskurve, das ein optimales Verhältnis zwischen der totalen harmonischen Verzerrung der zu übertragenden Höchsthfrequenz und der effektiv übertragenen Bandbreite ergibt.

Tabelle I

Typ Nr.	Bezeichnung des Systems	Multiplizierfaktor	Anzahl 8-bit-Zeitschlitze			Anzahl bit je Rahmen		Brutto Anzahl bit je Über-rahmen	Bit-Folgefrequenz MBd	
			F	S	H	netto	brutto		netto	brutto
1	PCM 30/32	—	30	1	1	240 + 8	256	—	1,984	2,048
2	PCM 120	4	120	4	4	240 + 8	256	1024 + 32	7,936	8,448

même procédé de modulation. La répartition des intervalles de temps d'un multiplex radiophonique devrait en conséquence être choisie de telle façon qu'elle puisse prendre place et s'intégrer dans la trame des familles de systèmes MIC d'ordre primaire, secondaire ou supérieur. [3] propose en particulier une hiérarchie de 5 systèmes fondés sur le système 30/32 et constitués sur la base d'un coefficient de multiplexage de 4. Dans la suite de cet exposé, on ne retiendra toutefois que la structure de trame des deux premiers systèmes d'après le tableau I. Le mode de codage s'effectue selon une loi de quantification logarithmique de caractéristique $A = 87,6$, approchée par 13 segments de droite.

5. Fréquence d'échantillonnage du canal musical

Le fait d'adopter le système primaire 30/32 comme système de référence d'un réseau homogène implique que la fréquence d'échantillonnage de la voie musicale soit égale à un multiple de 8 kHz. Compte tenu du théorème de Shannon et de cette condition restrictive, il ne reste en pratique que deux valeurs d'échantillonnage possibles, soit 32 et 40 kHz. Cette dernière présente toutefois le grand désavantage d'une occupation excessive et inutile du spectre des fréquences. Finalement, on a considéré que la fréquence de 32 kHz représentait le meilleur compromis qualité-rentabilité. Elle permet de transmettre une bande de fréquences d'au moins 14 kHz et de préserver le facteur économique lié à la complexité du filtre de réception. Le problème principal que pose le choix de cette fréquence consiste à rechercher pour le filtre de réception une fonction de transfert telle qu'il en résulte une relation optimale entre la distortion harmonique globale de la fréquence maximale à reproduire et la largeur de bande effectivement transmise.

Il se pourrait que, dans certains cas, d'autres facteurs puissent jouer un rôle déterminant dans le choix de la fréquence d'échantillonnage, par exemple :

- la nécessité absolue de garantir une largeur de bande minimale de 15 kHz, auquel cas une fréquence d'échantillonnage de 35 kHz serait plus judicieuse,
- la possibilité de réaliser un échantillonnage à la fréquence normalisée de 38 kHz en raison de son application directe

In certains cas pourraient également d'autres facteurs influencer le choix de la fréquence d'échantillonnage, comme :

- la nécessité absolue de garantir une bande passante minimale de 15 kHz, ce qui nécessiterait une fréquence d'échantillonnage de 35 kHz, ce qui serait plus judicieux,
- la possibilité, pour la fréquence d'échantillonnage, d'utiliser la fréquence normale de 38 kHz, car le système serait alors directement compatible avec la méthode de modulation à fréquence pilote pour la modulation stéréophonique de *Zenith-General Electric*.

Le choix d'une de ces fréquences d'échantillonnage influencerait également la réalisation d'une famille compatible de PCM avec tous ses avantages.

6. Possibles structures des PCM-Rundspruchprogrammrahmens

Si la fréquence d'échantillonnage est connue, on peut étudier différentes distributions des tranches de temps, afin d'obtenir des canaux de bande passante dans les PCM-systèmes de première et de deuxième ordre. Trois possibilités, différentes structures, qui reposent sur les mêmes lois de codage, doivent être examinées :

- 2^{10} Elementarstufen, logarithmische Codierungsgesetz mit 13 Segmenten,
- 2^{12} Elementarstufen, logarithmische Codierungsgesetz mit 5 Segmenten,
- 2^{14} Elementarstufen, lineares Codierungsgesetz.

6.1 Codierungsgesetz mit 10 Bit und 13 Segmenten

Die *Figur 3a* zeigt eine mögliche Verteilung der Zeitschlitze im Rahmen des 30/32-Kanal-PCM-Basisystems zur Multiplexbildung von Tonprogrammen mit 10-bit-Auflösung und dem gleichen Compandergesetz wie in der Telephonie [5].

Die Abtastfrequenz von 32 kHz erlaubt also die Bildung von 6 Musikkanälen oder von 3 stereophonischen Stromkreisen, so dass eine Netto-Bitfolgefrequenz von 1,92 Mbit/s entsteht. Zur Erhaltung einer Rahmenstruktur, die fast identisch mit dem PCM-30/32-Kanal-Multiplexsystem erster Ordnung ist, schlägt [4] vor, die Codewörter $R_{13} \dots R_{63}$ und $R_{11} \dots R_{61}$ um 4 bit gegenüber den Codewörtern $R_{12} \dots R_{62}$, beziehungsweise $R_{14} \dots R_{64}$ zu verzögern.

Tableau I

Type N°	Désignation du système	Facteur de multiplication	Nombre de canaux à 8 digits			Nombre de digits par trame net		Nombre brut de digits par multitrame	Débit binaire MBd	
			F	S	H	net	brut		net	brut
1	MIC 30/32	—	30	1	1	240 + 8	256	—	1,984	2,048
2	MIC 120	4	120	4	4	240 + 8	256	1024 + 32	7,936	8,448

avec le système de modulation stéréophonique à fréquence pilote de la Zenith-General-Electric.

Le choix de l'une ou l'autre de ces fréquences aurait toutefois pour conséquence de compromettre la réalisation d'une famille de systèmes MIC compatibles, avec tous les avantages que cela comporte.

6. Structures possibles de la trame radiophonique MIC

Connaissant la fréquence d'échantillonnage, il est alors possible d'envisager différentes répartitions des intervalles de temps pour former des canaux radiophoniques dans la trame des systèmes primaires et secondaires. On propose de différencier 3 structures sur la base des résolutions suivantes:

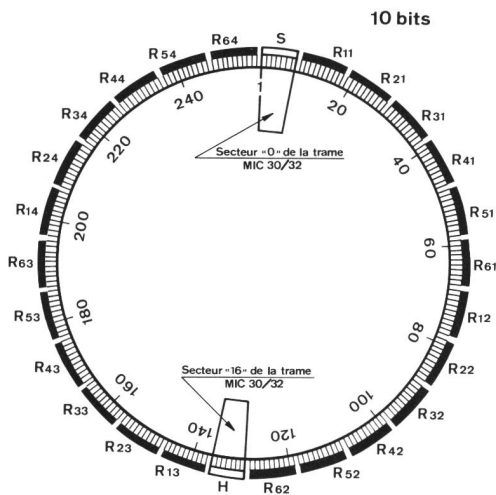


Fig. 3 a

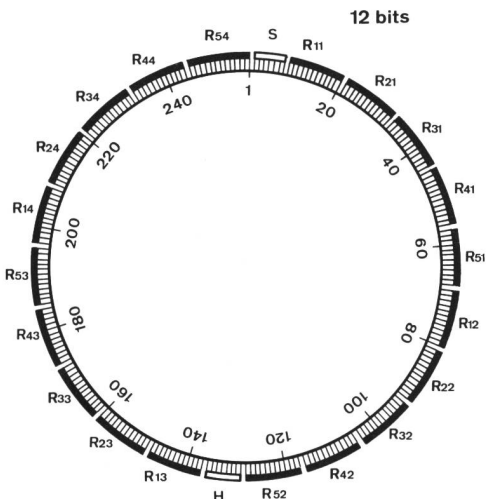


Fig. 3 b

Die Lage der «S» und der «H» Sektoren wird somit in den Zeitschlitz 0 und 16 beibehalten. Der S-Zeitschlitz wird zur Rahmensynchronisierung und zur Taktrückgewinnung verwendet; der 16. Zeitschlitz H sollte zur Schaffung einer Dienstleitung freigehalten werden.

6.2 Codierungsgesetz mit 12 Bit und 5 Segmenten

Ein Codewort von 12 bit je Abtastwert erlaubt die Bildung von 5 Musikkanälen, so zum Beispiel von drei Monokanälen und einem Stereokanal. Die Lage der Zeitschlitz S und H kann wie bei 6.1 beibehalten werden, wenn eine entsprechende Verzögerung verwendet wird. Die Figur 3b zeigt die vorgeschlagene Verteilung der Zeitschlitz innerhalb des Rahmens des PCM-30/32-Kanal-systems. Seine Kapazität ist um etwa 17% geringer als bei einer 10-bit-Auflösung.

6.3 Lineares Codierungsgesetz mit 14 Bit

In diesem Fall können 4 monophonische Kanäle oder 2 stereophonische Programme in den 30/32-Kanal-PCM-

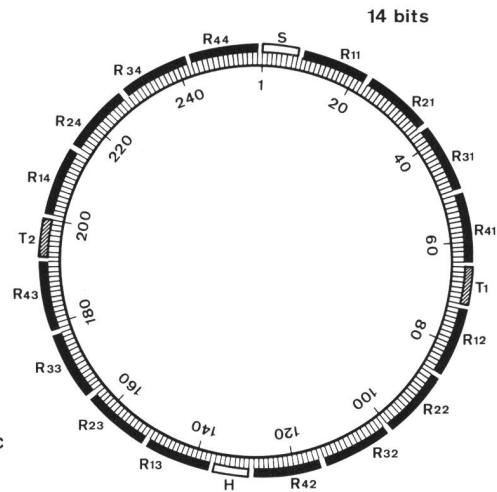


Fig. 3 c

Fig. 3 a, b, c

Répartition des intervalles de temps dans la trame MIC 30/32 d'un système radiophonique caractérisé par:

Verteilung der Zeitschlitz eines PCM-Systems für Tonprogramme im Rahmen des 30/32-Kanal-PCM-Systems 1. Ordnung (2,048 Mbit/s)

- a) une résolution de 10 digits par mot code
10-Bit-Auflösung je Abtastwert
- b) une résolution de 12 digits par mot code
12-Bit-Auflösung je Abtastwert
- c) une résolution de 14 digits par mot code
14-Bit-Auflösung je Abtastwert

R Sektors des canaux radiophoniques
Zeitschlitz der Tonprogrammkanäle
S Sektors de synchronisation
Zeitschlitz für die Synchronisation
H+T Sektors ou digits à disposition pour divers emplois
Zeitschlitz oder Bits, die für verschiedene Zwecke zur Verfügung stehen

Secteur «0» de la trame MIC 30/32 Secteur «16» de la trame MIC 30/32
Zeitschlitz «0» des Rahmens des 30/32-Kanal-PCM-Systems
Zeitschlitz «16» des Rahmens des 30/32-Kanal-PCM-Systems

- 2^{10} échelons élémentaires, selon une loi de quantification logarithmique à 13 segments,
- 2^{12} échelons élémentaires, selon une loi de quantification logarithmique à 5 segments,
- 2^{14} échelons élémentaires, selon une loi linéaire.

6.1 Résolution à 10 digits/13 segments [4]

La *figure 3a* illustre une répartition possible des intervalles de temps dans la trame du système de base MIC 30/32 pour un multiplex radiophonique utilisant une résolution à 10 digits et une loi de quantification identique à celle qui est appliquée en téléphonie [5].

Avec une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz, on peut donc former 6 canaux musicaux ou 3 voies stéréophoniques; cela correspond à une vitesse de conversion nette de 1,92 Mbit/s. De manière à conserver une structure de trame presque identique à celle du système primaire MIC 30/32, [4] suggère de retarder les mots codes $R_{13}...R_{63}$ et $R_{11}...R_{61}$ de 4 bases de temps par rapport aux mots codes $R_{12}...R_{62}$ respectivement $R_{14}...R_{64}$. La position des secteurs «S» et «H» est ainsi conservée dans les intervalles 0 et 16. L'intervalle de temps «S» sera utilisé aux fins de la synchronisation de trame et de l'alignement du rythme alors que le 16^e intervalle de temps «H» devrait être réservé à une ligne de service.

6.2 Résolution à 12 digits/5 segments

Avec un mot code de 12 digits par échantillon, il est possible de former 5 canaux musicaux; par exemple 3 mono et 1 stéréo. La position des intervalles de temps «S» et «H» peut être conservée, comme précédemment, par un moyen quelconque de temporisation. La *figure 3b* montre la répartition proposée des intervalles de temps dans la trame MIC 30/32. La capacité de ce système est d'environ 17% inférieure à celle du système de résolution à 10 digits.

6.3 Résolution à 14 digits/linéaire

On propose dans ce cas de placer 4 canaux, monophoniques ou 2 stéréo, dans la trame MIC 30/32 en utilisant un mot code de 14 digits par échantillon selon une loi linéaire. En plus des intervalles de temps «S» et «H», il reste encore 16 digits à disposition pour former, par exemple, 2 canaux de service à 8 digits chacun. La *figure 3c* illustre la structure d'un tel système. On pourrait à la rigueur former, en lieu et place de deux canaux téléphoniques, une voie radiophonique de qualité réduite sous la forme d'un circuit pour commentaires. Du point de vue de l'homogénéité du multiplex et souplesse d'exploitation, il semble que cette dernière solution soit en définitive peu recommandable. Par contre, il apparaît beaucoup plus judicieux de réserver ces digits supplémentaires pour créer un code redondant propre à augmenter la protection des canaux d'information.

Rahmen eingefügt werden, wenn ein Codewort mit 14 bit je Abtastwert und ein lineares Codierungsgesetz verwendet werden. Zusätzlich zu den Zeitschlitz S und H bleiben noch 16 bit übrig, die beispielsweise die Bildung von zwei Dienstkanälen zu je 8 bit erlauben. Die *Figur 3c* zeigt die Struktur eines solchen Systems. Unter Umständen könnte man anstelle der beiden Dienstkanäle einen Tonprogrammkanal mit reduzierter Qualität zur Übertragung von Kommentaren bilden. Unter Berücksichtigung der Homogenität der Multiplexbildung und der Anpassbarkeit beim Betrieb erscheint diese Lösung letzten Endes nicht sehr zweckmässig. Hingegen können diese zusätzlichen Bit viel nützlicher zur Bildung eines redundanten Codes zur Erhöhung des Schutzes der Information verwendet werden. Die Einfügung dieser Redundanz wird natürlich die Rahmenstruktur verändern, allerdings ohne die Zahl der Kanäle zu verringern. Obwohl dieses System eine um 33% kleinere Informationskapazität besitzt als bei Verwendung der 10-bit-Auflösung, weist es gewisse Vorteile auf, auf die noch eingegangen wird.

Figur 4 zeigt ein anderes Beispiel der Verteilung der Zeitschlitz in einem PCM-System 2. Ordnung (8,448 Mbit/s), wie es definiert wurde. In diesem können nun 16 Kanäle zu 14 bit je Codewort untergebracht werden. Bei der effektiven Verwirklichung wird diese Zahl um eine oder zwei Einheiten reduziert werden müssen, je nach dem gewünschten Grad des Schutzes der Information.

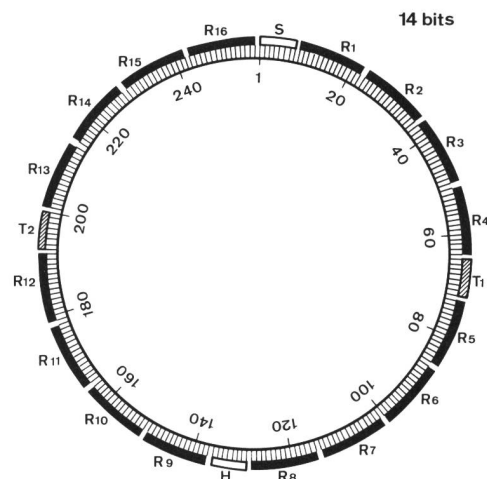


Fig. 4

Répartition des intervalles de temps dans la trame du système secondaire MIC 120 (8,448 Mbit/s) d'un multiplex radiophonique caractérisé par une résolution de 14 digits par mot code
Verteilung der Zeitschlitz eines PCM-Systems für Rundspruchprogramme mit einer Auflösung von 14 bit je Abtastwert im Rahmen des 120-Kanal-PCM-Systems 2. Ordnung (8,448 Mbit/s)

R Secteurs des canaux radiophoniques - Zeitschlitz der Rundspruchprogrammkanäle
S Secteur de synchronisation - Zeitschlitz für die Synchronisation
H+T Secteurs ou digits à disposition pour divers emplois - Zeitschlitz oder Bits, die für verschiedene Zwecke zur Verfügung stehen

Cette redondance aura naturellement pour conséquence de modifier la structure de trame sans toutefois en réduire le nombre des canaux. Bien que la capacité d'information de ce système soit de 33% inférieure à celle obtenue avec une résolution à 10 digits, il présente malgré tout certains avantages sur lesquels on aura l'occasion de revenir dans un prochain paragraphe.

La *figure 4* montre un autre exemple de répartition des canaux musicaux dans la trame d'un système secondaire (8,448 Mbit/s) tel qu'il a été défini précédemment. 16 canaux à 14 digits par mot code peuvent donc prendre place dans cette trame. En réalité, ce nombre pourra être réduit d'une ou deux unités suivant le degré de protection de l'information que l'on désire garantir.

7. Objectifs de bruit

Le nombre de moments par mot code ainsi que la loi de codage dépendent essentiellement du choix des objectifs de bruit. Cette condition bien connue cache pourtant certains problèmes d'un caractère nouveau, propres aux systèmes MIC conçus pour la transmission des audio-fréquences. Selon le degré de résolution envisagé, il en résultera des objectifs de bruit différents.

7.1 Seuil de surcharge

Il est en général admis de fixer le seuil de surcharge, quel que soit le système, à +12 dBm0, c'est-à-dire 3 dB au-dessus du niveau de la puissance maximale de la transmission radiophonique.

7.2 Bruit de fond

Rappelons que la relation exprimant le rapport de la puissance maximale transmissible (seuil de surcharge) sur le bruit de fond maximum est égale à:

$$10 \log \frac{S_{\text{eff}}}{Q_{\text{eff}}} \cong 6n - 3 \text{ (dB)}$$

Compte tenu d'un seuil de surcharge constant de +12 dBm0, le bruit de fond non pondéré, peut être tiré de la formule approchée:

$$Q_{\text{eff}} \text{ (dBm0)} \cong 6n - 15 \quad (5)$$

Pour les systèmes à codage de structure non linéaire, il faut en plus tenir compte du gain réalisé sur la loi de compression logarithmique considérée, ce qui conduit à l'expression:

$$Q_{\text{eff}} \text{ (dBm0)} \cong 6n - 15 + g_k \quad (6)$$

Le bruit de fond non pondéré maximal admissible dépend, d'une part, de la résolution du codeur exprimée par la grandeur n et, d'autre part, du gain effectif réalisé sur le processus de compression logarithmique. On obtient ainsi, pour les trois types de résolution, les objectifs suivants:

7. Geräuschziele

Die Wahl der Anzahl Bit je Codewort und des Compandergesetzes hängt vorwiegend vom gewählten Geräuschziel ab. Unter dieser wohl bekannten Abhängigkeit verstecken sich aber bestimmte neue, für die PCM-Übertragung von Tonprogrammen spezifische Probleme. Je nach gewähltem Auflösungsgrad werden verschiedene Geräuschziele entstehen.

7.1 Überlastpunkt

Allgemein wird der Überlastpunkt ohne Rücksicht auf das System auf +12 dBm0 festgelegt, das heisst 3 dB höher als der höchste Pegel der bei der Tonprogrammübertragung vorkommt.

7.2 Grundgeräusch

Wie bereits erwähnt, ist das Verhältnis des höchsten übertragbaren Pegels (Überlastpunkt) zum maximalen Grundgeräusch

$$10 \log \frac{S_{\text{eff}}}{Q_{\text{eff}}} \cong 6n - 3 \text{ (dB)}$$

Unter Berücksichtigung eines Überlastpunktes von +12 dBm0 kann das unbewertete Grundgeräusch aus der angeführten Gleichung entnommen werden:

$$Q_{\text{eff}} \text{ (dBm0)} \cong 6n - 15 \quad (5)$$

Bei nicht linearer Codierung muss der infolge der logarithmischen Compandierung erreichte Codergewinn g_k berücksichtigt werden, so dass

$$Q_{\text{eff}} \text{ (dBm0)} \cong 6n - 15 + g_k \quad (6)$$

Das höchstzulässige unbewertete Grundgeräusch hängt einerseits von der durch die Grösse n ausgedrückten Coderauflösung und andererseits vom Codergewinn infolge logarithmischer Compandierung ab. Für die drei Auflösungsarten erhält man die folgenden Geräuschziele:

- lineare 14-bit-Auflösung:

$$Q_{\text{eff}} \cong -69 \text{ dBm0}$$

- 12-bit-Auflösung mit 5 Segmenten. Das Compandierungsgesetz zu 5 Segmenten zeichnet sich durch einen Compandierungsfaktor $K = 2$ aus, so dass der Gewinn $g_k = 6$ dB wird,

$$Q_{\text{eff}} \cong -63 \text{ dBm0}$$

- 10-bit-Auflösung mit 13 Segmenten. Der Compandierungsfaktor $K = 16$ des logarithmischen Gesetzes $A = 87,6$, das durch 13 Segmente angenähert wird, erlaubt einen Codergewinn von etwa 24 dB zu erreichen, so dass

$$Q_{\text{eff}} \cong -69 \text{ dBm0}$$

Aus dem Vergleich der Systeme kann gefolgert werden, dass ein 14-bit-System das gleiche Grundgeräusch aufweist wie ein 10-bit-System mit dem durch 13 Segmente angenäherten logarithmischen Compandergesetz $A = 87,6$.

- résolution à 14 digits/linéaire,

$$Q_{\text{eff}} \cong -69 \text{ dBm0}$$

- résolution à 12 digits/5 segments, la loi de compression-extension à 5 segments se caractérise par un facteur de compression $K = 2$ soit un gain $g_k = 6 \text{ dB}$,

$$Q_{\text{eff}} \cong -63 \text{ dBm0}$$

- résolution à 10 digits/13 segments, le facteur de compression $K = 16$ de la loi logarithmique $A = 87,6$, approchée par 13 segments, permet de réaliser un gain d'environ 24 dB; il en résulte,

$$Q_{\text{eff}} \cong -69 \text{ dBm0}$$

Il est intéressant de relever qu'un système de résolution à 14 digits selon une loi de codage linéaire peut être comparé, du point de vue du bruit de fond, à un système à 10 digits fonctionnant selon une loi de compression logarithmique $A = 87,6$, approchée par 13 segments.

En définitive, quels objectifs de bruit de fond doit-on recommander pour les équipements du multiplex MIC radiophonique ?

La CMTT¹ propose que le rapport de la puissance du bruit psophométrique à la puissance maximale du signal radiophonique soit de 60 dB. Si l'on tient compte d'une charge maximale de +9 dBm0, cela correspond à un bruit de -51 dBm0ps. On estime, à juste titre, que cette valeur est insuffisante pour un circuit musical de haute qualité et qu'il sera nécessaire de la corriger. La seconde raison de reconsidérer cette valeur se trouve dans l'hypothèse d'une modification du filtre de pondération adapté à une largeur de bande de 15 kHz. Une suggestion faite au CCITT [4] propose d'appliquer les objectifs de bruit suivants :

- seuil de surcharge: + 12 dBm0
- bruit de fond non pondéré: - 68 dBm0
- bruit de fond pondéré: - 58 dBm0ps

Cette dernière proposition, plus réaliste, doit toutefois être considérée comme provisoire jusqu'à ce que l'on dispose de résultats d'essais subjectifs réalisés avec le nouveau filtre psophométrique.

7.3 Rapport signal sur bruit de quantification

Le bruit d'un équipement MIC radiophonique se compose du bruit de fond analysé ci-dessus et du bruit dit de quantification. Ce dernier peut être défini comme la distorsion introduite par l'approximation pratiquée lors de la mesure de l'échantillon du fait du nombre limité de moments. Pour un système donné, le bruit de fond est constant et, de manière à réduire le nombre de digits par mot, on applique une loi de compression permettant de rendre le rapport signal sur bruit de quantification S/N constant pour les signaux de grandes amplitudes.

Welche Grundgeräuschziele sollen letzten Endes für die PCM-Multiplexsysteme für Tonprogrammübertragung empfohlen werden ?

Die CMTT¹ empfiehlt einen Abstand der Leistung des psophometrisch bewerteten Grundgeräusches zum maximalen Leistungspegel des Tonsignals von 60 dB. Unter Berücksichtigung einer maximalen Belastung von +9 dBm0 entspricht dies einem Geräusch von -51 dBm0ps. Mit Recht wird dieser Wert für Musikstromkreise hoher Qualität als ungenügend betrachtet, so dass er noch korrigiert werden muss. Ein zweiter Grund zur Wiedererwägung dieses Wertes liegt in der Hypothese einer neuen Definition des für 15 kHz geeigneten Bewertungsfilters. Ein im CCITT gemachter Vorschlag [4] sieht folgende Werte vor:

- Überlastpunkt: + 12 dBm0
- unbewertetes Grundgeräusch: - 68 dBm0
- bewertetes Grundgeräusch: - 58 dBm0ps.

Dieser realistischere Vorschlag muss jedoch als provisorisch betrachtet werden, bis die subjektiven Versuchsergebnisse mit dem neuen psophometrischen Filter vorliegen.

7.3 Abstand des Quantisierungsgeräusches zum Signal

Das Geräusch einer PCM-Ausrüstung für Tonprogramme setzt sich zusammen aus dem besprochenen Grundgeräusch und dem sogenannten Quantisierungsgeräusch. Jenes kann als die Verzerrung definiert werden, die bei der Messung des Abtastwertes infolge der durch die beschränkte Anzahl Bit vorgenommenen Annäherung auftritt. Für ein bestimmtes System ist das Grundgeräusch konstant. Um für grosse Amplituden einen konstanten Abstand des Quantisierungsgeräusches N zum Signal S zu erreichen, wird ein Comandierungsgesetz angewendet. Die Figur 5 zeigt das Verhältnis S/N in Funktion des Pegels des Eingangssignals für verschiedene Auflösungen und Codierungsgesetze. Die folgende allgemeine Gleichung erlaubt die Berechnung des Verhältnisses S/N für jeden Fall (6),

$$\frac{S}{N} = \frac{x^2_{\text{eff}}}{2 \int_0^{\infty} Nq(x) \cdot p(x) dx} \quad (7)$$

worin

$Nq(x)$ dem Leistungspegel der Quantisierungsverzerrung für den Momentanwert des Signals x entspricht, $p(x)$ die Wahrscheinlichkeitsdichte des Eingangssignals darstellt.

Im Fall der linearen Codierung kann das für sinusförmige Signale gültige Verhältnis S/N aus den folgenden Gleichungen abgeleitet werden:

¹ CMTT = Commission Mixte CCITT/CCIR

¹ CMTT = Commission Mixte CCITT/CCIR

La *figure 5* illustre la variation de ce rapport en fonction du niveau du signal d'entrée pour différentes résolutions et lois de codage. La relation générale suivante permet de calculer pour chaque cas le rapport S/N [6],

$$\frac{S}{N} = \frac{x_{\text{eff}}^2}{2 \int_0^{\infty} Nq(x) \cdot p(x) dx} \quad (7)$$

dans laquelle

$Nq(x)$, représente le niveau de puissance de la distorsion de quantification pour la valeur instantanée du signal x ,

$p(x)$, exprime la densité de probabilité des signaux d'entrée.

Dans le cas d'un codage linéaire, le rapport S/N, valable pour des signaux sinusoïdaux, se déduit des expressions suivantes:

$$10 \log \frac{S}{N} = 10 \log \frac{\left(\frac{s \cdot a}{2\sqrt{2}}\right)^2}{a^2} = 10 \log 1,5 s^2 \text{ (dB)} \quad (8)$$

où $\frac{a^2}{12}$ exprime le niveau de puissance d'une distorsion de quantification constante.

En substituant une nouvelle fois s par 2^n , on obtient:

$$10 \log \frac{S}{N} \cong 6n + 1,8 \text{ (dB)} \quad (9)$$

Pour un codage non linéaire, il est parfois pratique d'utiliser en lieu et place de la formule (7) la relation:

$$10 \log \frac{S}{N} \cong 6n + 1,8 + g_k - C \text{ (dB)} \quad (10)$$

$$\text{avec } C = \frac{m-1}{2} \cdot 6 \text{ (dB)}$$

m = nombre de segments de la caractéristique de compression.

Le *tableau II* résume les objectifs de bruit principaux obtenus sur les 3 systèmes considérés.

Tableau II

Type N°	Résolution (digits)	Loi de compression	Gain G_k (dB)	Bruit de fond (dBm0)	Bruit de quantification $10 \log S/N$ (dB)	Dynamique dans laquelle $\frac{dx}{x} = \text{constante}$ (dB)
1a	10	logarithmique/13 segments	24	-69	50	36
1b	12	logarithmique/5 segments	6	-63	68	6
1c	14	linéaire	-	-69	86	-

$$10 \log \frac{S}{N} = 10 \log \frac{\left(\frac{s \cdot a}{2\sqrt{2}}\right)^2}{a^2} = 10 \log 1,5 s^2 \text{ (dB)} \quad (8)$$

wobei $\frac{a^2}{12}$ den Leistungspegel einer konstanten Quantisierungsverzerrung darstellt.

Setzt man wiederum $s = 2^n$ ein, so erhält man:

$$10 \log \frac{S}{N} \cong 6n + 1,8 \text{ (dB)} \quad (9)$$

Im Fall eines nichtlinearen Coders kann die Gleichung (7) manchmal zweckmässiger ersetzt werden durch:

$$10 \log \frac{S}{N} \cong 6n + 1,8 + g_k - C \text{ (dB)} \quad (10)$$

$$\text{worin } C = \frac{m-1}{2} \cdot 6 \text{ (dB)}$$

m = Anzahl Segmente der Compandierungskennlinie.

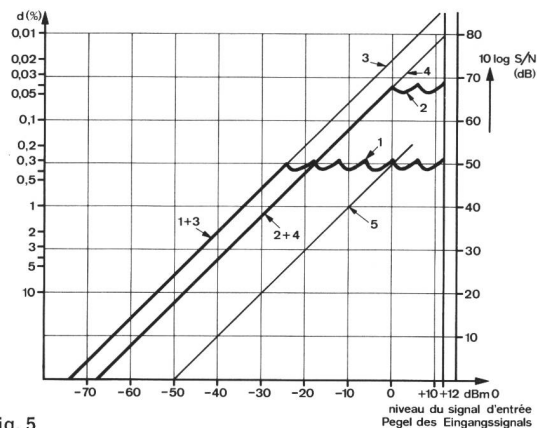


Fig. 5

Variation du rapport signal/bruit de quantification en fonction du niveau du signal d'entrée
Quantisierungsgeräuschabstand in Funktion des Pegels des Eingangssignals

- 1 10 digits/13 segments 10 bit/13 Segmente
- 2 12 digits/5 segments 12 bit/5 Segmente
- 3 14 digits/linéaire 14 bit/linéaire
- 4 13 digits/linéaire 13 bit/linéaire
- 5 10 digits/linéaire 10 bit/linéaire

7.4 Bruit de granulation

Le bruit de granulation est une notion nouvelle qui peut avoir dans certaines conditions une influence néfaste sur la qualité d'un signal musical. Il se caractérise par une distorsion apparaissant lors de la reproduction des signaux de très faible niveau. Si le niveau du signal d'entrée est juste insuffisant pour produire un bruit de quantification permanent, ce bruit ou souffle se trouve alors modulé par le signal. Comme le pourcentage de distorsion du signal transmis est une fonction inverse du nombre des niveaux de quantification, il est donc possible de réduire cette forme de bruit ou distorsion en utilisant plus de digits par mot code. A cet égard, les deux systèmes de résolution à 10 digits/13 segments et 14 digits/linéaire sont identiques, vu que la grandeur de leurs échelons élémentaires de quantification est la même sur le segment correspondant aux niveaux de faible amplitude. Le système à 12 digits/5 segments est théoriquement moins favorable. Il peut être en effet comparé à un système de conversion dont la résolution serait de 13 digits/linéaire.

7.5 Autres distorsions

Le caractère particulier de l'information musicale s'accorde sans doute le mieux d'un codage essentiellement linéaire. Dans une loi de compression logarithmique à plusieurs segments, la hauteur des échelons de quantification varie d'une manière bien définie en fonction du niveau d'entrée du signal. Par exemple, dans la loi de compression logarithmique à 13 segments ($A = 87,6$, $K = 16$), la hauteur des échelons du dernier segment est 64 fois plus élevée que celle des échelons du segment central. Cela n'est pas sans introduire une forme de distorsion propre aux systèmes audio-fréquences utilisant un codeur non linéaire de structure digitale. Considérons deux signaux F_1 et F_2 de fréquence et d'amplitude très différentes:

$$F_1 \ll F_2$$

ainsi que

$$A_{(F_1)} \gg A_{(F_2)}$$

Tabelle II

Typ Nr.	Auflösung bit	Codierungs-gesetz	Gewinn G_K (dB)	Grund-geräusch (dBm0)	Quantisierungs-geräusch $10 \log S/N$ (dB)	Dynamik bei der $\frac{dx}{x} = \text{konstant}$ (dB)
1a	10	logarithmisch/ 13 Segmente	24	-69	50	36
1b	12	logarithmisch/ 5 Segmente	6	-63	68	6
1c	14	linear	-	-69	86	-

Die Tabelle II fasst die wesentlichen Geräuschziele der 3 betrachteten Systeme zusammen.

7.4 Körnungsgeräusch

Das Körnungsgeräusch ist ein neuer Begriff, der unter bestimmten Bedingungen die Qualität eines Musiksignals beeinträchtigen kann. Es zeichnet sich durch eine bei der Wiedergabe sehr kleiner Signale auftretende Verzerrung aus.

Wenn der Pegel des Eingangssignals gerade nicht mehr ausreicht, um ein ständiges Quantisierungsgeräusch zu bewirken, wird dieses Geräusch oder Rauschen durch das Tonprogramm moduliert. Da die prozentuale Verzerrung des übertragenen Signals umgekehrt proportional ist zur Anzahl der Quantisierungsstufen, kann diese Geräusch- oder Verzerrungsart durch die Verwendung einer grösseren Anzahl Bit je Codewort vermindert werden. In dieser Hinsicht sind die beiden Systeme zu 10 bit mit 13 Segmenten und zu 14 bit mit linearer Codierung identisch, da die Grösse ihrer Elementarstufen der Quantisierung innerhalb des zu kleinen Signalamplituden gehörenden Segmentes gleich ist. Das System zu 12 bit mit 5 Segmenten schneidet theoretisch schlechter ab. Es kann nämlich einem 13-bit-System mit linearer Codierung gleichgestellt werden.

7.5 Andere Verzerrungen

Dem besonderen Wesen der Musikinformation entspricht wohl am besten eine lineare Codierung. Bei einem mehr-segmentigen logarithmischen Compandierungsgesetz ändert sich die Höhe der Quantisierungsstufen in einer wohl-definierten Weise in Funktion des Pegels des Eingangssignals. Beim logarithmischen Compandierungsgesetz zu 13 Segmenten ($A = 87,6$, $K = 16$) zum Beispiel weisen die Stufen des letzten Segmentes die 64fache Höhe der Stufen des zentralen Segmentes auf. Diese ungleichmässige Quantisierung führt eine neue Verzerrung ein, die charakteristisch ist für Tonprogrammsysteme mit nichtlinearer digitaler Compandierung. Betrachten wir zwei Signale 1 und 2 mit stark unterschiedlichen Frequenzen F und Pegeln A :

Lors du processus de codage, il se produit sur le signal F_2 de fréquence élevée mais de faible niveau un phénomène de «masque» qui se traduit par une absence et présence périodique du signal. Ce dernier sera donc plus ou moins haché à la condition que son niveau reste inférieur à la hauteur de l'échelon élémentaire de quantification du signal F_1 à l'instant (t). Une telle distorsion est inadmissible. Prenons l'exemple d'un système de conversion A/D caractérisé par une résolution à 14 digits comprimée à 10 digits/13 segments et une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz. Le seuil de surcharge étant de + 12 dBm0, la hauteur de l'échelon de quantification le plus petit est d'environ 530 μ V, quant à la hauteur de l'échelon le plus grand elle sera exactement 64 fois plus élevée, soit environ 34 mV. Supposons alors que l'on applique simultanément à l'entrée du codeur un signal $F_1 = 30$ Hz de niveau égal au seuil de surcharge ($3,08 V_{eff}$) et un signal $F_2 = 10$ kHz d'un niveau à peine inférieur à la valeur de l'échelon de quantification le plus grand. Il se produira alors ce phénomène de masque relaté ci-dessus pour une durée de l'ordre de 10 ms puis le signal réapparaîtra pour environ 6 ms et ainsi de suite. Il est toutefois possible de remédier à ce défaut en utilisant préalablement une préaccentuation, c'est-à-dire l'accentuation des fréquences élevées du côté émission. Rappelons que l'application de la préaccentuation est basée sur la supposition que, dans le spectre total des fréquences acoustiques, la puissance des fréquences élevées est relativement faible.

On admet que l'intervalle de variation de l'amplitude des sons musicaux d'un orchestre symphonique est de l'ordre de 70 dB, alors que, dans la spécification des circuits pour transmissions radiophoniques du CCITT [7], on se base sur un intervalle d'environ 40 dB. En conséquence, un compresseur de la dynamique du programme radiophonique est donc nécessaire à la sortie des équipements du studio avant de passer sur le circuit de transmission MIC. La gamme dynamique devrait alors se situer entre le seuil de charge maximal + 9 dBm0 et -31 dBm0 avec pour avantage de réduire le phénomène de masque du codeur non linéaire à une valeur pratiquement négligeable.

8. Influence des erreurs momentanées

Pour résoudre les problèmes d'incompatibilité que pose, pour le moment, l'exploitation commune des systèmes MIC avec les circuits de sélection à courant continu, il faut envisager la mise en œuvre de circuits de détection et éventuellement de correction d'erreurs momentanées sur les mots codes. Le degré d'insensibilité d'un système MIC à des signaux parasites n'est pas illimité mais dépend beaucoup de l'affaiblissement diaphonique du câble. On constate très souvent que des pointes de tensions élevées peuvent

$$F_1 \ll F_2$$

$$\text{und} \quad A_{(F1)} \gg A_{(F2)}$$

Während des Codierungsprozesses entsteht beim Signal F_2 hoher Frequenz, aber tiefen Pegels ein «Maskierungseffekt», der sich durch das periodische Verschwinden und Wiedererscheinen des Signals ausdrückt. Dieses Signal wird also, falls dessen Amplitude kleiner ist als die Höhe der Elementarstufe der Quantisierung des Signals F_1 zum Zeitpunkt (t), mehr oder weniger verschnitten. Eine solche Verzerrung ist unzulässig. Betrachten wir einen Analog-Digital-Wandler mit einer zu 10 bit/13 Segmenten komprimierten 14-bit-Auflösung und bei einer Abtastfrequenz von 32 kHz: Da der Überlastpunkt + 12 dBm0 beträgt, entspricht die Höhe der kleinsten Quantisierungsstufe am Pegelpunkt 0 dBr etwa 530 μ V. Die grösste Quantisierungsstufe hingegen ist genau 64mal so hoch, also ca. 34 mV. Nehmen wir weiter an, dass wir am Codereingang ein Signal $F_1 = 30$ Hz, das genau dem Überlastgrenzpegel entspricht ($3,08 V_{eff}$), anlegen und gleichzeitig ein zweites Signal $F_2 = 10$ kHz, dessen Pegel wenig kleiner ist als die Höhe der grössten Quantisierungsstufe. Der erwähnte Maskierungseffekt wird nun auftreten, so dass das Signal periodisch während etwa 10 ms verschwinden und während ungefähr 6 ms wieder auftreten wird. Dieser Nachteil kann allerdings behoben werden, wenn vorgängig eine Preemphasis, das heisst die sendeseitige Anhebung der hohen Frequenzen, angewendet wird. Bekanntlich basiert die Verwendung der Preemphasis auf der Annahme, dass der Anteil der Leistung der hohen Frequenzen im gesamten Spektrum der Audiofrequenzen gering ist.

Obwohl man bei einem Symphonieorchester eine Dynamik der Amplitude der Musiktöne in der Grössenordnung von 70 dB annimmt, basiert die CCITT-Empfehlung [7] für Tonprogrammssysteme auf einer Dynamik von 40 dB. Somit ist ein Dynamikpresser zwischen der Studioausrüstung und dem PCM-System notwendig. Der Dynamikbereich des Pressers sollte vom Überlastpegel + 9 dBm0 bis zu -31 dBm0 reichen. Durch den Dynamikpresser würde der Maskierungseffekt des nicht linearen Coders auf einen praktisch vernachlässigbaren Wert herabgesetzt werden.

8. Einfluss der Fehlerrate auf der Leitung

Zur Lösung der gegenwärtig vorhandenen Kompatibilitätsprobleme, infolge der Verwendung von PCM-Systemen und von Gleichstromwahlkreisen im selben Kabel, müssen Verfahren zur Fehlererkennung und allenfalls zur Fehlerkorrektur der Codeworte in Betracht gezogen werden. Die Störungsempfindlichkeit eines PCM-Systems auf Störsignale, ist nämlich nicht unbeschränkt, sondern hängt von der Nebensprechdämpfung des Kabels ab. Man stellt öfters sehr hohe Spannungen am Ausgang der Raumvielfachvermittlungs-

se produire à la sortie des centraux à commutation spatiale sur certaines lignes de sélection à courant continu. En pareil cas, il devient nécessaire de protéger le mot code par un ou plusieurs digits de parité. Dans un système binaire, une erreur sur les digits d'un mot code donne lieu à un bruit impulsif d'autant plus fort que le poids du digit erroné est élevé, par contre, il pourra passer inaperçu si le poids de ce digit est faible. Pour une transmission téléphonique MIC, on admet un taux moyen d'erreurs de 10^{-6} . Or, le CCITT propose un taux d'erreurs maximal de 10^{-9} pour des circuits radiophoniques MIC. Un code redondant portant sur les deux ou trois digits les plus lourds d'un échantillon pourrait alors garantir ce taux d'erreurs; mais la redondance coûte cher, plus la protection est efficace, plus on réduit le nombre de digits à disposition pour l'information et l'on modifie du même coup la composition de la trame ou alors on augmente la largeur de bande. En prenant des dispositions particulières de déparasitage du côté des lignes perturbatrices, il serait naturellement possible d'abaisser suffisamment le taux d'erreurs jusqu'à renoncer purement et simplement à tout code redondant. Les expériences faites dans ce domaine montrent, d'une part, que ce procédé nécessite d'importants travaux et, d'autre part, qu'il peut être très souvent remis en question, étant donné les modifications inévitables qui affectent périodiquement les câbles.

En conséquence, une redondance semble être le seul moyen de masquer ou corriger ces erreurs momentanées de transmission. Il convient alors de se demander sous quelle forme il faut inclure et imbriquer un code redondant dans la trame des intervalles de temps du système. Deux «options» paraissent réalisables. Dans la première, le nombre maximal de digits de parité seraient groupés de manière à protéger tous les canaux à la fois. Ce procédé a toutefois le désavantage en cas d'erreur d'un seul échantillon codé d'influencer l'ensemble des canaux du multiplex. Dans la seconde, on envisage de détecter uniquement la non-conformité des trois digits les plus lourds d'un mot code en lui ajoutant un ou éventuellement deux digits de parité. De cette façon, le récepteur aura le moyen de déceler et décider si le message transmis est correct ou non. Dans la négative, on peut envisager, à priori, deux mesures correctives. La première consisterait à «effacer» la partie incorrecte du message et la seconde à corriger arbitrairement le mot code en reprenant la séquence de l'échantillon précédent. D'autres variantes plus subtiles sont encore à l'étude [8]. Suivant le degré de protection envisagé, il peut en résulter une diminution du nombre des canaux d'information. Ainsi donc, des trois structures de trame analysées jusqu'ici, seule celle qui comprend 4 canaux à 14 digits par mot code est susceptible d'une certaine redondance sans diminution du nombre des canaux.

ämter auf bestimmten Leitungen mit Gleichstromwahl fest. In solchen Fällen muss das Codewort durch ein oder mehrere Paritätsbit geschützt werden. In einem binären System bewirkt ein falsches Bit in einem Codewort ein Impulsgeräusch, das umso höher wird, desto grösser das Gewicht des fehlerhaften Bit ist. Ist dieses Gewicht aber klein, so kann der Fehler überhört werden. Bei den PCM-Systemen für Telephonie nimmt man eine mittlere Fehlerrate von 10^{-6} an. Der CCITT schlägt aber zur Übertragung von Tonprogrammen eine höchstzulässige Fehlerrate von 10^{-9} für PCM-Systeme vor. Ein redundanter Code, der die zwei oder drei wichtigsten Bit des Abtastwertes schützt, könnte eine solche Fehlerrate gewährleisten. Die Einführung der Redundanz ist aber kostspielig, denn je wirksamer der Schutz der Information ist, desto weniger Bit stehen für diese zur Verfügung. Die Rahmenstruktur wird dadurch verändert, wenn man nicht die Bandbreite auf der Leitung vergrössern will. Durch gezielte Entstörmassnahmen bei den störenden Leitungen könnte man die Fehlerrate so weit heruntersetzen, dass man auf die Verwendung eines redundanten Codes verzichten könnte. Die Erfahrungen auf diesem Gebiet zeigen, dass einerseits solche Massnahmen wesentliche Arbeiten bedingen, andererseits der Erfolg sehr oft durch die unvermeidbaren periodischen Änderungen an den Kabelanlagen in Frage gestellt wird.

Die Einführung einer Redundanz scheint also das einzige Mittel zur Maskierung oder Korrektur der bei der Übertragung auftretenden Fehler zu sein. Man muss sich nun fragen, in welcher Form ein redundanter Code in der Rahmenstruktur des PCM-Systems eingefügt werden soll. Zwei Möglichkeiten bieten sich zunächst an. Bei der ersten würde man möglichst viele Paritätsbit zusammenfassen, um alle Kanäle gleichzeitig zu schützen. Bei diesem Verfahren genügt jedoch ein einziger Fehler eines codierten Abtastwertes, um sämtliche Kanäle des Multiplexsystems zu beeinflussen. Die zweite Möglichkeit besteht darin, lediglich Fehler der drei wichtigsten Bit der Codewörter festzustellen, indem jedem Codewort ein oder sogar zwei Paritätsbit beigefügt werden. Der Empfänger kann an Hand dieser zusätzlichen Bit entscheiden, ob die erhaltene Information richtig ist oder nicht. Wird ein Fehler festgestellt, können zwei Korrekturverfahren in Betracht gezogen werden. Mit dem ersten würde man den fehlerhaften Teil des Codewortes unterdrücken und mit dem zweiten das Codewort willkürlich korrigieren, indem man die Sequenz des vorhergehenden Abtastwertes dieses Kanals wiederholen würde. Weitere, noch ausgeklügelte Verfahren werden studiert [8]. Je nach dem vorgesehenen Grad des Schutzes wird man die Zahl der Informationskanäle vermindern müssen. Wenn wir uns die drei besprochenen möglichen Rahmenstrukturen vergegenwärtigen, so stellen wir fest, dass nur die Struktur mit 4 Kanälen zu 14 bit je Codewort die Einführung

Le problème que pose l'effet des erreurs instantanées en téléphonie se résume le plus souvent à un simple contrôle du taux d'erreurs en ligne sans que l'on intervienne dans le trafic. Cette mesure est par contre insuffisante dans l'exploitation des circuits musicaux. Le choix d'un degré de protection satisfaisant dépendra, dans une large mesure, des résultats des analyses statistiques sur le processus stochastique d'apparition des erreurs sur des lignes radiophoniques. Il faut en particulier déterminer si les erreurs les plus gênantes pour la transmission musicale apparaissent isolément ou au contraire se trouvent plus ou moins étroitement en corrélation.

9. Conditions économiques

La structure de la trame d'un multiplex radiophonique MIC dépend, comme on vient de le voir, de la fréquence d'échantillonnage, des objectifs de bruit et du degré de protection de l'information que l'on désire réaliser. Dans le choix d'une solution optimale, il s'agit de faire intervenir les facteurs économiques ainsi que des conditions relevant plus ou moins directement de l'exploitation.

Le système de résolution à 10 digits/13 segments qui permet d'exploiter, dans la trame du système de base MIC 30/32, 6 canaux radiophoniques, semble à première vue le plus favorable. On y applique la même méthode de compression-extension que dans les circuits téléphoniques MIC. Il s'agit toutefois de ne pas perdre de vue que la nécessité de réaliser une protection de l'information aura pour conséquence de réduire le nombre des canaux d'au moins une unité. Cette remarque s'applique aussi au système de résolution à 12 digits/5 segments. En ce qui concerne le système à 14 digits de résolution selon une loi de codage linéaire, il offre dans l'ensemble les meilleures garanties de qualité. Les bruits de fond, de quantification et autres distorsions sont suffisamment faibles pour assurer une transmission musicale de haute qualité. Il présente surtout l'avantage d'être susceptible de recevoir une redondance sans pour autant que l'on soit obligé de réduire le nombre des canaux. Le fait de ne disposer que de 4 canaux dans la trame MIC 30/32 peut, au demeurant, apparaître comme un handicap. Mais, du point de vue exploitation, il serait par contre avantageux de disposer de deux voies galvaniquement séparées permettant d'effectuer les mesures de maintenance sans avoir à interrompre tous les programmes simultanément. Disposer de 8 canaux serait dans la plupart des cas suffisant.

10. Conclusions

L'emploi de la modulation par impulsions et codage pour des circuits radiophoniques offre l'avantage de rendre la qualité de transmission pratiquement indépendante de la

einer gewissen Redundanz ohne Verkleinerung der Anzahl Kanäle erlaubt.

Bei den PCM-Systemen für Telephonie begnügt man sich meistens damit, dass man die Fehlerrate der Leitung überwacht, ohne die Nachricht zu korrigieren; beim Betrieb von Tonprogrammkanälen genügt dieses Verfahren nicht mehr. Die Wahl eines genügenden Schutzgrades wird weitgehend von der statistischen Analyse der stochastisch auf den Tonprogrammleitungen auftretenden Fehler abhängen. Man muss insbesondere feststellen, ob die für die Musikübertragung schwerwiegendsten Fehler einzeln auftreten oder ob sie bis zu einem gewissen Grad korreliert sind.

9. Wirtschaftlichkeit

Wie wir gesehen haben, hängt die Rahmenstruktur eines PCM-Multiplexsystems für Tonprogrammübertragung von der Abtastfrequenz, vom verlangten Geräuschabstand und vom zu erzielenden Schutz der Information ab. Bei der Wahl einer optimalen Lösung müssen die Wirtschaftlichkeit und die Betriebsaspekte gebührend berücksichtigt werden.

Das System mit 10-bit-Auflösung und 13 Segmenten, das 6 Tonprogrammkanäle innerhalb des Rahmens des 30-Kanal-PCM-Systems erster Ordnung zu übertragen erlaubt, scheint vorerst am wirtschaftlichsten. Dieses System benutzt die gleiche Presserkennlinie wie die PCM-Systeme für Telephonie. Man muss jedoch nicht vergessen, dass die Notwendigkeit, einen Schutz der Information einzuführen, gezwungenermaßen die Kanalzahl um mindestens eine Einheit verringert. Diese Bemerkung gilt gleichfalls für das System mit 12-bit-Auflösung und 5 Segmenten. Das 14-bit-System mit linearer Codierung weist hingegen bessere Qualitätsgarantien auf. Grundgeräusch, Quantisierungsgeräusch und andere Verzerrungen sind so gering, dass sie eine hohe Qualität der Musikübertragung gewährleisten. Bei diesem System kann aber ohne Reduktion der verfügbaren Kanäle eine Redundanz zum Schutz der Information eingeführt werden. Der Nachteil, nur über 4 Kanäle innerhalb des Rahmens der PCM-Systeme erster Ordnung zu verfügen, wird teilweise aufgewogen durch den betrieblichen Aspekt, bei acht Kanälen über zwei galvanisch getrennte Übertragungsmedien zu verfügen. So könnten Unterhaltungsmaßnahmen durchgeführt werden, ohne dass man sämtliche Kanäle gleichzeitig unterbrechen müsste. Die mit zwei Systemen möglichen acht Musikkanäle würden in den meisten Fällen ausreichen.

10. Schlussfolgerungen

Die Verwendung der Puls-Code-Modulation bei den Übertragungssystemen für Tonprogramme ergibt eine Übertragungsqualität, die praktisch unabhängig von der Leitungslänge ist. Mit der Digitalisierung der Tonprogramme

distance et conduit à la disparition radicale de tous les problèmes d'incompatibilité qui existent dans un câble utilisé simultanément par des systèmes analogiques et digitaux. L'utilisation d'une même et seule technique devrait permettre de réaliser une hiérarchie de systèmes MIC de transmission téléphonique et radiophonique parfaitement homogènes et compatibles. Les travaux du CCITT sont à cet égard d'une grande importance. Il semble que l'on doive se baser en premier lieu sur le système primaire 30/32 ou secondaire (8,448 Mbit/s) pour former la trame des multiplex radiophoniques. Le système créé à partir d'une résolution à 14 moments selon une loi de codage linéaire paraît être le mieux adapté au caractère complexe du signal musical. Il faut toutefois se préserver de toute conclusion hâtive pouvant hypothéquer les solutions d'avenir. Seule une comparaison objective de toutes les solutions réalisant au mieux un compromis qualité-rentabilité permettra un choix judicieux bien adapté aux besoins futurs de l'exploitation. C'est une des raisons pour laquelle la Division des recherches et du développement de l'Entreprise des PTT a mis à l'étude un ensemble complexe de convertisseurs analogique-digital-analogique (A/D/A) à résolution variable pouvant reproduire, à volonté, différentes lois de codage. La mise en service partielle de ce système a déjà permis de recueillir des renseignements fort intéressants. C'est ainsi que, sur la base de comparaisons subjectives effectuées à l'aide d'une bande sonore étalon reproduisant toute une série de signaux audio simples et complexes, il a été possible de faire ressortir d'une manière frappante certains caractères spécifiques de la distorsion MIC. Il se confirme qu'une résolution à 14 moments selon une loi de codage linéaire représente un seuil subjectif au delà duquel toute différence ressentie entre le signal original et le signal codé devient pratiquement impossible. Les résultats ainsi obtenus permettront, dans une large mesure, de faciliter le choix des paramètres fondamentaux d'un multiplex radiophonique MIC.

Bibliographie

- [1] *Cattermole K. W.* Principles of pulse code modulation, London, 1969.
- [2] *CCITT.* Livre blanc tome III, annexe 5 à la question 7/XV.
- [3] *Geissler H.* Beitrag zur Planung von Pulscode-Modulations-Systemen (PCM) in postalischen Nachrichtennetzen. NTZ, Braunschweig, 20 (1967) Nr. 11, S. 667-682.
- [4] *CCITT.* COM Sp. D, document temporaire no 6 - F.

verschwinden die Kompatibilitätsprobleme, die bei gleichzeitig digital und analog betriebenen Kabeln auftreten. Die Verwendung einer einheitlichen Technik sollte eine vollständig homogene und kompatible Hierarchie von PCM-Systemen für Telephonie und Tonprogramme ermöglichen. Die Arbeiten des CCITT sind in dieser Hinsicht von ausnehmender Bedeutung. Es scheint, dass die PCM-Systeme 1. Ordnung (2,048 Mbit/s) oder 2. Ordnung (8,448 Mbit/s) die Grundlage für die Rahmenstruktur der Systeme für Tonprogrammübertragung liefern sollten. Das System mit 14-bit-Auflösung bei einem linearen Codierungsgesetz scheint am besten dem komplexen Wesen des Musiksignals angepasst zu sein. Man soll sich jedoch vor voreiligen Schlüssen hüten, besonders wenn diese künftige Lösungen präjudizieren könnten. Nur ein objektiver Vergleich aller Lösungen im Blick auf einen optimalen Kompromiss zwischen Übertragungsqualität und Wirtschaftlichkeit wird eine der künftigen betrieblichen Anforderungen gerechte Wahl ermöglichen. Dies ist einer der Gründe, dass sich die Abteilung Forschung und Entwicklung der PTT-Betriebe zum Studium dieser Probleme entschlossen hat. Zu diesem Zweck wird ein komplexer Analog-Digital-Analog (A/D/A-) Wandler mit variabler Auflösung untersucht, der verschiedene Codierungsgesetze nach Bedarf nachbilden kann. Die teilweise Inbetriebnahme dieses Systems gab schon aufschlussreiche Auskünfte. Subjektive Vergleiche, durchgeführt mit einem Messband, enthaltend einfache und komplexe Tonsignale, haben gewisse spezifische Eigenschaften der PCM-Verzerrung auffallend hervortreten lassen. Es bestätigt sich, dass eine Auflösung zu 14 Bits, einem linearen Codierungsgesetz entsprechend, eine subjektive Schwelle darstellt, oberhalb welcher jeglicher Unterschied zwischen dem ursprünglichen und dem codierten Signal praktisch nicht mehr empfunden wird. Die erhaltenen Resultate werden die Wahl der Grundparameter eines PCM-Multiplexsystems für Tonprogrammübertragung weitgehend erleichtern.

- [5] *Kündig A.* Digitale Telephonie. Technische Rundschau, Bern, 61 (1969) Nr. 54ff.
- [6] *Wellhausen H. W., Hessemüller H.* Grundparameter eines PCM-Nahverkehrssystems. Der Fernmelde-Ingenieur, Windsheim, 23 (1969) Nr. 3.
- [7] *CCITT,* Livre blanc, tome III, avis J. 14.
- [8] *BBC Research Department report,* London, (1971) No 26. Pulse-code modulation for high-quality sound-signal distribution. Simultaneous signalling in digital sound circuits.